

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①2 Offenlegungsschrift
①0 DE 44 07 369 A 1

⑤1 Int. Cl.⁶:
G 01 S 13/10
G 01 S 15/10
G 01 S 17/10
G 01 F 23/28

②1 Aktenzeichen: P 44 07 369.0
②2 Anmeldetag: 5. 3. 94
④3 Offenlegungstag: 14. 9. 95

DE 44 07 369 A 1

⑦1 Anmelder:
VEGA Grieshaber KG, 77709 Wolfach, DE

⑦4 Vertreter:
Westphal, K., Dipl.-Ing.; Mußnug, B., Dipl.-Phys.
Dr.rer.nat.; Neunert, P., Dipl.-Ing. Dr.-Ing., 78048
Villingen-Schwenningen; Buchner, O., Dr.rer.nat.,
Pat.-Anwälte, 80336 München

⑦2 Erfinder:
Grießbaum, Karl, 77796 Mühlenbach, DE;
Fehrenbach, Josef, 77716 Haslach, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren und Schaltungsanordnung zur Laufzeitmessung sowie deren Verwendung

⑤7 Zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem pulsmodulierten Impuls wird zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Hierfür wird der Phasenwinkel des Impulses gemessen und der Korrekturwert aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz mit der der Impuls pulsmoduliert ist, ermittelt. Zur Durchführung der Laufzeitmessung ist vorzugsweise eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung zum ungefähren Vorbestimmen der Laufzeit vorgesehen. Ein Quadraturdemodulator erzeugt aus dem Impuls jeweils ein 0°-Ausgangssignal und ein 90°-Ausgangssignal. Eine Auswerteschaltung bestimmt aus dem Maximum der Hüllkurve des Impulses ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit und aus dem 0°-Ausgangssignal und 90°-Ausgangssignal des Quadraturdemodulators den Korrekturwert. Das erfindungsgemäße Verfahren und dessen Schaltungsanordnung ist insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern geeignet.
Vorteile: Erhöhung der Meßgenauigkeit von Impuls-Laufzeit-Systemen, keine Meßwertverfälschung durch Störimpulse, hohe Signalempfindlichkeit.

DE 44 07 369 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 07. 95 508 037/67

18/31

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Laufzeitmessung gemäß den Merkmalen des Oberbegriffs des Anspruchs 1 sowie eine Schaltungsanordnung zur Durchführung der Laufzeitmessung und deren Verwendung.

5 Verfahren zur Laufzeitmessung sind allgemein bekannt und werden in großem Umfang zur berührungslosen Entfernungsbestimmung und zur Ortung von Gegenständen eingesetzt. Wesentlich bei diesen Puls-Laufzeit-Verfahren ist das Aussenden eines pulsförmig modulierten Signales bestimmter Frequenz und dessen Empfang nach Reflexion an einem Zielobjekt. Als Maß für die zu ermittelnde Distanz wird die Laufzeit ermittelt, die zur Distanzbestimmung lediglich noch mit der entsprechenden Ausbreitungsgeschwindigkeit, die abhängig vom Übertragungsmedium ist, multipliziert werden muß. Je nach Frequenzbereich des modulierten Trägersignales des ausgesendeten Impulses unterscheidet man verschiedene Formen der Impuls-Laufzeit-Messung, wie z. B. Ultraschall-Laufzeitmessung oder Mikrowellen-Laufzeitmessung bzw. Radar-Laufzeitmessung.

Angewendet wird eine derartige Laufzeitmessung beispielsweise zur Bestimmung von Füllständen in Behältern, zur Entfernungsmessung in Kameras, in medizinischen Diagnosegeräten sowie für Positionieraufgaben in der Automatisierungstechnik.

15 Zur Extrahierung der Laufzeitinformation aus den vorhandenen Sende- und Empfangssignalen gibt es verschiedene Methoden. Das einfachste Verfahren besteht in der Überwachung eines bestimmten Amplitudenschwellwertes. Wird dieser Schwellwert in der Sende-Phase überschritten, so startet beispielsweise ein Zähler, der nach Überschreitung des Schwellwertes durch das Empfangssignal wieder gestoppt wird und damit ein Maß für die gesuchte Entfernung abgibt. Da jedoch die meisten Systeme mit relativ geringen Signalbandbreiten arbeiten und dadurch der Amplitudenanstieg bzw. -abfall im Sende-/Empfangsimpuls relativ langsam über mehrere Perioden der Trägerschwingung hinweg erfolgt, gleichzeitig aber die Amplitude des Empfangssignals sich je nach Zielentfernung und Wellendämpfung stark ändern kann, ergeben sich durch die Verwendung eines fest vorgegebenen Schwellwertes in der Laufzeitbestimmung oft erhebliche Fehler.

25 Vorzugsweise werden deshalb Verfahren eingesetzt, die aus den elektrischen Sende- und Empfangsimpulsen die Hüllkurve rückgewinnen und an der ansteigenden oder abfallenden Flanke dieser Hüllkurve bei Überschreiten bzw. Unterschreiten einer Detektionsschwelle die Zeitmessung starten bzw. stoppen. Wird hierbei der Amplitudenwert der Detektionsschwelle in einem festen Verhältnis zum flankenzugehörigen Maximum der Hüllkurve gehalten, so kann das oben beschriebene Problem bei schwankender Empfangsamplitude gelöst werden.

Problematisch bei diesem Verfahren ist jedoch ein verhältnismäßig langsamer Flankenanstieg der Hüllkurve aufgrund der erwünschten geringen Systembandbreite. Durch den langsamen Flankenanstieg bzw. Flankenabstieg der Hüllkurve wirken sich nämlich geringe Störsignale, z. B. in Form von Rauschen, auf der Hüllkurvenflanke sofort als Meßfehler aus, indem sie den Zeitpunkt der Überschreitung der Detektionsschwelle verschieben.

35 Eine Möglichkeit, um bei gleichbleibend geringer Systembandbreite Signalanteile, die höherfrequent als die Modulationsfrequenz der ausgesendeten und empfangenen Impulse sind, zur exakteren Laufzeitbestimmung heranzuziehen, ist die zusätzliche Ausnutzung der Trägerschwingung, deren Frequenz regelmäßig um ein Mehrfaches höher als die Amplitudenmodulationsfrequenz ist.

Ein solches Impuls-Laufzeit-Meßverfahren, das auch die Merkmale des Oberbegriffs des vorliegenden Patentanspruchs 1 aufweist, ist aus EP 0 324 731 B1 bekannt. Bei dem dort beschriebenen Verfahren zur Laufzeitmessung wird zunächst der Anfang der abfallenden Flanke der Hüllkurve des Impulses erfaßt, um einen Bezugszeitpunkt zu definieren. Als Bezugszeitpunkt dient der nach dem Maximum der Hüllkurve auftretende erste Scheitelwert des pulsförmig modulierten Impulses. Durch diesen Bezugszeitpunkt ist die zu ermittelnde Laufzeit zu einem vorgegebenen Zeitpunkt in etwa grob vorbestimmt. Um die Laufzeit exakt zu ermitteln, ist darüber hinaus vorgesehen, das Auftreten des ersten Null-Durchganges nach diesem Bezugszeitpunkt zu erfassen. Zu der zunächst nur in etwa vorbestimmten Laufzeit wird deshalb noch die Zeitspanne zwischen Bezugszeitpunkt und dem Auftreten des Null-Durchganges hinzuaddiert. Wird als vorgegebener Zeitpunkt der erste Null-Durchgang eines Sendeimpulses nach dem ersten Scheitelwert in der abfallenden Flanke der Hüllkurve des Sendeimpulses gewählt, so kann eine exakte Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung erfolgen.

50 Damit stützt sich das in EP 0 324 731 B1 beschriebene Verfahren auf eine Laufzeitmessung, die einen Null-Durchgang der Trägerschwingung des pulsmodulierten Impulses erfaßt, der zuvor in etwa zeitlich eingegrenzt wurde. Durch dieses Verfahren kann die Meßgenauigkeit bei der Laufzeitmessung erhöht werden.

Es hat sich jedoch herausgestellt, daß dieses bekannte Verfahren dann zu fehlerhaften Laufzeitmessungen führt, wenn der auszuwertende Null-Durchgang durch Störsignale, wie z. B. Rauschen oder bei der Entfernungsmessung auftretende Störschwingungen verfälscht wird oder überhaupt nicht mehr zu detektieren ist.

Der vorliegenden Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur Laufzeitmessung anzugeben, das ebenfalls die Trägerschwingung des pulsmodulierten Impulses ausnutzt, allerdings auch dann eine hohe Meßgenauigkeit liefert, wenn die Null-Durchgänge der Trägerschwingung nicht mehr oder nicht mehr exakt aufgrund von Störsignalen detektierbar sind. Darüber hinaus soll eine Schaltungsanordnung zur Durchführung eines solchen Verfahrens und eine Verwendung für eine solche Laufzeitmessung angegeben werden.

60 Diese Aufgabe wird für das Verfahren durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Die Erfindung beruht also im wesentlichen darauf, sowohl die Amplitudeninformation des pulsmodulierten Impulses als auch dessen Phaseninformation auszunutzen. Beim erfindungsgemäßen Verfahren zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem mit einem Trägerfrequenzsignal pulsmodulierten Impuls wird, ähnlich wie beim Stand der Technik, zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Im Gegensatz zur bekannten Laufzeitmessung wird jedoch nicht ein einziger Null-Durchgang des Impulses erfaßt, sondern der Phasenwinkel des Impulses gemessen und der Korrekturwert erfindungsgemäß aus einem durch den gemessenen Phasenwinkel bestimmten

Bruchteil der Trägerfrequenz des Trägerfrequenzsignales ermittelt.

Obwohl dieses erfindungsgemäße Verfahren prinzipiell dazu geeignet ist, die Laufzeit eines pulsmodulierten Impulses zu einem vorgegebenen Null-Zeitpunkt zu ermitteln, ist das erfindungsgemäße Verfahren bestens dazu geeignet, die Laufzeit zwischen zwei pulsmodulierten Impulsen, wie diese bei der Entfernungsmessung auftreten, zu ermitteln. Hierfür wird zunächst der mit einem Trägersignal, das die Trägerfrequenz aufweist, pulsmodulierte Sendeimpuls über eine Kopplungseinrichtung, z. B. eine Antenne, an eine Meßstrecke angelegt. Der an einem Zielobjekt reflektierte Sendeimpuls gelangt als Empfangsimpuls in seiner Amplitude aufgrund des Übertragungsweges gedämpft und zeitverzögert an eine Empfangseinrichtung. Zunächst wird auf beliebige Weise die Laufzeit in etwa vorbestimmt, vorteilhafterweise auf $\pm \frac{1}{4} \lambda_T$ der Trägerfrequenz, und anschließend der für die exakte Laufzeit noch zu berücksichtigende Korrekturwert ermittelt. Zur Ermittlung dieses Korrekturwertes werden die Phasenwinkel beider Impulse bestimmt und aus den beiden Phasenwinkeln ein Phasendifferenzwinkel errechnet. Der Korrekturwert wird schließlich aus einem durch den Phasendifferenzwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz bestimmt.

Die zunächst grobe Vorbestimmung der Laufzeit erfolgt in einer Weiterbildung der Erfindung anhand einer Hüllkurvendetektion des oder der Impulse, wobei zur Hüllkurvendetektion in an sich bekannter Weise der Impuls gleichgerichtet und einer Hüllkurvenauswerterschaltung zugeführt wird.

Darüber hinaus ist es erfindungsgemäß vorgesehen, zur Hüllkurvenauswertung eine Quadraturdemodulation, die auch im Zusammenhang mit der Phasenwinkelermessung eingesetzt werden kann, durchzuführen. Für die Hüllkurvendetektion erfolgt eine digitale Maximumsuche des Impulses, indem der Impuls einer Quadraturdemodulation unterzogen wird, wobei das Maximum durch die Summe der Quadrate der sich bei der Quadraturdemodulation ergebenden 0°-Ausgangssignale und 90°-Ausgangssignale bestimmt ist. Die Errechnung des Maximalwertes erfolgt dann zweckmäßigerweise durch einen Mikrocomputer. Hierfür müssen lediglich in geeigneten Speichern die zuvor digital abgelegten Ausgangssignale der Quadraturdemodulation des Impulses für einen Meßzyklus abgelegt werden. Somit läßt sich durch einfache Quadraturdemodulation der benötigte grobe Abstand zwischen Sende- und Empfangsimpuls ermitteln.

Obwohl der zu ermittelnde Phasenwinkel des auszuwertenden pulsmodulierten Impulses auf beliebige Art und Weise bestimmt werden kann, hat es sich als zweckmäßig erwiesen, den Phasenwinkel eines Impulses über die gesamte Impulslänge hinweg zu messen und auszumitteln. Hierdurch kann die Meßgenauigkeit weiter erhöht werden.

Zur Bestimmung des Phasenwinkels ist in einer Weiterbildung der Erfindung eine Quadraturdemodulation des auszuwertenden Impulses mit anschließender Tiefpaßfilterung vorgesehen, wobei für die Quadraturdemodulation Referenzträgersignale gewählt werden, die genau die Trägerfrequenz der modulierten Impulse aufweisen. Der gesuchte Phasenwinkel bestimmt sich bei dieser Quadraturdemodulation aus einer Arcustangens-Bildung des Quotienten der bei der Quadraturdemodulation und Tiefpaßfilterung entstehenden 0°-Ausgangssignale und 90°-Ausgangssignale. Durch die Tiefpaßfilterung werden die bei der Quadraturdemodulation entstehenden hohen Frequenzanteile unterdrückt, so daß für die Dauer der Impulse ausgangsseitig eine Gleichspannung zur Verfügung steht, deren Amplitude nur noch von der Phasenverschiebung zwischen der Trägerschwingung des Impulses und dem Referenzträgersignal der Quadraturdemodulation abhängt.

Gemäß der Erfindung sind die Frequenzen des Referenzträgersignales der Quadraturdemodulation und des Trägersignales des Impulses gleich. Hierfür kann beispielsweise eine gemeinsame Oszillatoreinrichtung vorgesehen werden, aus deren Ausgangssignal sowohl das Trägersignal des oder der Impulse als auch die Referenzträgersignale für die Quadraturdemodulation abgeleitet werden. Dadurch wird gewährleistet, daß die Frequenz des Trägersignales der Impulse und die Frequenz der beiden zur Mischung bei der Quadraturdemodulation benutzten Referenzträgersignale genau gleich sind. Durch die Verwendung einer gemeinsamen Oszillatoreinrichtung wird darüber hinaus erreicht, daß die Phasenlage der beiden Referenzträgersignale der Quadraturdemodulation in bezug zu einem Null-Punkt für alle Meßzyklen gleich bleibt.

Eine Erhöhung der Signalempfindlichkeit der Laufzeitmessung ergibt sich erfindungsgemäß, indem die 0°-Ausgangssignale ebenso wie die 90°-Ausgangssignale mehrerer aufeinanderfolgender Meßzyklen gemittelt werden. Durch diese Scharmittelung bzw. Integration der beiden Ausgangssignale jeweils getrennt für sich bleibt sowohl die Phasen- als auch die Amplitudeninformation des auszuwertenden Echsignals erhalten. Eine anschließende Hüllkurvenbildung nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

über den gesamten Meßzyklus hinweg, wobei Q das 0°-Ausgangssignal und I das 90°-Ausgangssignal der Quadraturdemodulation bezeichnet, führt zu dem bekannten Hüllkurven-Echsignal, das aber gegenüber einem durch übliche Hüllkurvenbildung, wie z. B. Zweiweggleichrichtung, gewonnenen Echsignal einen höheren Signal-Rausch-Abstand aufweist, so daß Echos mit sehr kleiner Amplitude leichter zu detektieren sind. Verglichen mit einer Scharmittelung bzw. Integration der z. B. durch Zweiweggleichrichtung gewonnenen Hüllkurve, die auch eine Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes bewirkt, ist der Gewinn an Signalempfindlichkeit durch die Scharmittelung von 0°-Ausgangssignal und 90°-Ausgangssignal getrennt sowie abschließender Hüllkurvenbestimmung nach der erwähnten Beziehung bei gleicher Anzahl von gemittelten Meßzyklen deutlich höher, weil durch das erfindungsgemäße Verfahren auch die Phaseninformation des auszuwertenden Echsignals mittels Quadraturdemodulation für die Mittelwertbildung erhalten bleibt.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeitmessung läßt sich in vorteilhafter Weise zur Entfernungsmessung und insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern einsetzen, wobei ein pulsmodulierter Sendeimpuls in einen Innenraum eines Behälters gesendet und nach Reflexion an einem Zielobjekt als Empfangsimpuls bzw.

Echoimpuls in einer Empfangseinrichtung empfangen wird. Die nach dem erfindungsgemäßen Verfahren exakt ermittelte Laufzeit zwischen Sendeimpuls und Empfangsimpuls wird zur Entfernungsbestimmung mit einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit, die vom Übertragungsmedium abhängig ist, multipliziert. Durch das exakte Erfassen der Laufzeit zwischen beiden Impulsen ist eine exakte Entfernungsmessung möglich.

Schließlich läßt sich das erfindungsgemäße Verfahren in vorteilhafter Weise auch zur Entfernungsmessung einsetzen, bei welchem Störschos auftreten. So wird erfindungsgemäß ein Störschosignal mit Amplituden-, Entfernungs- und Phasenwerten abgespeichert und aus einem empfangenen Echoimpuls dessen Hüllkurve und Phasenwinkel detektiert. Der eigentliche Nutzechoimpuls kann durch Vergleich des vorbekannten Störschosignals und des empfangenen Echoimpulses in einfacher Weise rekonstruiert werden.

Damit läßt sich das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeitmessung in vorteilhafter Weise bei Impuls-Laufzeit-Systemen nutzen, deren Anwendungsgebiete die Existenz von Störschos wahrscheinlich erscheinen lassen. Dies trifft in besonderem Maße für die Füllstandmessung in Behältern zu, wo neben dem von der Füllgutoberfläche stammenden Nutzecho noch zahlreiche weitere Reflexionen auftreten können, die beispielsweise durch im Behälterinneren angeordneten Verstrebungen oder andere Einbauten bedingt sind. Um eine klare Unterscheidung zwischen Nutz- und Störschoimpuls treffen zu können, werden deshalb die bei leerem Behälter vorhandenen Störschos registriert und diese mit Amplituden- und Entfernungswerten abgespeichert. Ein Vergleich zwischen einem beliebigen empfangenen Echoprofil bei gefülltem Behälter und der gespeicherten Störschoinformation erlaubt dann die Identifizierung der Störer und leichtere Auffindung des Nutzechoimpulses.

Da gemäß der Erfindung sowohl die Amplituden- als auch Phaseninformation des empfangenen Echoimpulses bestimmt wird und voraussetzungsgemäß die Amplituden- und Phaseninformation des Störschos bekannt ist, kann aus dem empfangenen Echosignal ohne weiteres auf Amplitude und Phasenwinkel des Nutzechoimpulses rückgeschlossen werden, auch wenn sich Stör- und Nutzecho teilweise gegenseitig überlagern.

Eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens zur Laufzeitmessung ist Gegenstand des Anspruchs 12.

Weiterbildungen dieser Schaltungsanordnung sind in den Unteransprüchen 13 bis 18 angegeben.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung weist folglich eine Sende- und Empfangseinrichtung zum Aussenden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz pulsmodulierten Impulsen sowie eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung zum Bestimmen der Hüllkurven der Impulse auf. Darüber hinaus ist ein Quadraturdemodulator vorgesehen, um aus den Impulsen jeweils ein 0°-Ausgangssignal oder 90°-Ausgangssignal zu erzeugen, wobei der Quadraturdemodulator mit der Trägerfrequenz der pulsmodulierten Impulse betreibbar ist. Eine Auswerteschaltung bildet zunächst aus den Maxima der Hüllkurven beider Impulse ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit zwischen beiden Impulsen und erzeugt aus den 0°-Ausgangssignalen und 90°-Ausgangssignalen den für die Laufzeit zu berücksichtigenden Korrekturwert.

Die Auswerteschaltung verfügt zur Entfernungsbestimmung zwischen beiden Impulsen über eine Einrichtung, um aus der ermittelten Laufzeit unter Berücksichtigung einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Impulse die Entfernung zum Zielobjekt zu errechnen.

Die Erfindung und deren Vorteile wird im folgenden im Zusammenhang mit drei Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Zeitdiagramm eines pulsmodulierten Impulses einer Laufzeitmeßeinrichtung zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 2 eine Schaltungsanordnung zur Durchführung der Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung nach der Erfindung in einer Füllstandmeßeinrichtung, und

Fig. 3 Signalverläufe zur Schaltungsanordnung von Fig. 2.

In den nachfolgenden Fig. 1 bis 3 bezeichnen gleiche Bezugszeichen, sofern nicht anders angegeben, gleiche Teile und gleiche Signale.

In Fig. 1 ist ein Zeitdiagramm eines Empfangsimpulses E dargestellt, wie dieser beispielsweise bei der Füllstandmessung in einer Empfangseinrichtung empfangen wird. Dieser Empfangsimpuls E besteht aus einem Trägerfrequenzsignal, das eine Trägerfrequenz f_T aufweist, und zusätzlich pulsförmig amplitudenmoduliert ist, wobei die Frequenz der Amplitudenmodulation ein Vielfaches geringer als die Trägerfrequenz f_T ist. Die Amplitudenmodulation des Empfangsimpulses E ist derart gewählt, daß der Empfangsimpuls E eine Hüllkurve H mit zunächst ansteigender und anschließender abfallender Flanke aufweist. Der Empfangsimpuls E weist im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 sieben lokale Maxima M1 bis M7 auf, wobei der Empfangsimpuls E zum lokalen Maximum M4 symmetrisch ist. Das lokale Maximum M4 ist zugleich der Maximalwert ME des Empfangsimpulses E.

Um die Laufzeit t_1 bzw. Distanz x_1 eines vorgegebenen Punktes, beispielsweise des Maximalwertes ME, des Empfangsimpulses E zu einem vorgegebenen Zeitpunkt, im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 dem Null-Punkt, zu bestimmen, wird zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung in etwa vorbestimmt und anschließend ein für die exakte Laufzeit bzw. die exakte Entfernung berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Dieser Korrekturwert wird durch den Phasenwinkel des betreffenden Punktes des Empfangsimpulses E bestimmt und aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz für die Laufzeit und aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerwellenlänge λ_T für die zu bestimmende Distanz ermittelt.

Unter dem Begriff Phase ist hierbei die Drehung des Phasenzeigers eines bestimmten Punktes der Träger-schwingung des Empfangsimpulses E bezogen auf einen festen Zeit- bzw. Phasenpunkt zu Beginn jeder Messung, hier dem Null-Punkt, zu verstehen. Eine Phasenwinkeländerung von 360° entspricht dabei einer Gesamtwegänderung um eine Trägerwellenlänge λ_T oder einer Gesamtlaufzeitänderung um $1/f_T$. Da sich der Phasenwinkel nach einer Umdrehung, also nach 360°, wiederholt, ist eine Eindeutigkeit zwischen Phasenwinkel und Laufzeit bzw. zu ermittelnde Entfernung nur über diese 360° bzw. innerhalb einer Strecke von λ_T gegeben. Die Laufzeit t eines bestimmten Punktes innerhalb des Empfangsimpulses E bezogen auf den Null-Punkt bestimmt

sich demnach aus der Summe aus einer ganzzahligen Anzahl k des Kehrwertes der Trägerfrequenz f_T und einem durch den Phasenwinkel Φ bestimmten Bruchteil dieses Kehrwertes der Trägerfrequenz f_T . Die Laufzeit errechnet sich nachfolgender Formel:

$$t = k/f_T + \Phi/(360^\circ \cdot f_T).$$

Die Entfernung x eines bestimmten Punktes innerhalb des Empfangsimpulses E bezogen auf den Null-Punkt errechnet sich dagegen aus der Summe einer ganzzahligen Anzahl k von Wellenlängen λ_T und einem durch den Phasenwinkel Φ bestimmten Bruchteil dieser Wellenlänge, wobei bei Füllstandmeßeinrichtungen noch zu berücksichtigen ist, daß ein ausgesendeter Impuls zunächst zum Zielobjekt gesendet wird, dort reflektiert und zur Empfangseinrichtung zurückgesendet wird, so daß die doppelte Distanz als Hin- und Rückweg zu berücksichtigen und daher ein Multiplikationsfaktor von 0,5 bei der Entfernungsbestimmung einzusetzen ist. Die Reflektordistanz bei einem solchen Füllstandmeßsystem errechnet sich demnach aus

$$x = 0,5(k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ).$$

Wie in Fig. 1 verdeutlicht, kann die Laufzeit t_1 bzw. Entfernung x_1 jedes Punktes im Empfangsimpuls E nach obigen Formeln über die Anzahl k und den Phasenwinkel Φ festgelegt werden.

Da sämtliche Punkte im Empfangsimpuls E im Abstand von einer Wellenlänge λ_T denselben Phasenwinkel Φ besitzen, kann für jede Gruppe von Punkten im Abstand einer Wellenlänge λ_T aus einem einzelnen Punkt der Phasenwinkel dieser Gruppe bestimmt werden. Als Gruppe von Punkten können beispielsweise alle Null-Durchgänge des Empfangsimpulses E mit positiver Steigung oder alle lokalen Maxima M_1 bis M_7 gewählt werden. Die Auswahl der Gruppe von Punkten, die ihren Phasenwinkel Φ stellvertretend als Phasenwinkel Φ des Gesamtpulses darstellen soll, ist beliebig. Im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 ist die Gruppe der lokalen Maxima M_1 bis M_7 ausgewählt. Alle Punkte dieser Gruppe besitzen im dargestellten Beispiel den Phasenwinkel $\Phi = 90^\circ$, so daß gemäß dieser Definition dieser Phasenwinkel stellvertretend für den gesamten Empfangsimpuls E stehen kann.

Um die Laufzeit oder Entfernung des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses zum Null-Punkt zu bestimmen, ist außer dem Phasenwinkel dieses Punktes lediglich noch die Bestimmung des ganzzahligen Anteils k von Wellenlängen λ_T bzw. von Kehrwerten der Trägerfrequenz f_T zwischen dem Null-Punkt und diesem Punkt notwendig.

Gemäß der Erfindung wird zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung des betreffenden Punktes zum Null-Punkt in etwa vorbestimmt. Zur Bestimmung des Multiplikators k genügt eine Genauigkeit der Distanzmessung innerhalb der Fehlergrenzen $-\lambda_T/4$ bis $+\lambda_T/4$ bzw. eine Genauigkeit für die Laufzeitmessung innerhalb der Fehlergrenzen $-0,25/f_T$ bis $+0,25/f_T$. Eine solche ungefähre Bestimmung der Laufzeit bzw. der Entfernung ist beispielsweise mittels eines Auswerteverfahrens mit einer Detektionsschwelle für die Flanken der Hüllkurve H des Empfangsimpulses E möglich. Im vorliegenden Fall kann diese grobe Ermittlung der Laufzeit bzw. Entfernung des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses E in einfacher Weise durch Mittelwertbildung von zwei Entfernungswerten, die sich bei Über- und Unterschreitung einer Detektionsschwelle ergeben, erfolgen, da der Empfangsimpuls E voraussetzungsgemäß symmetrisch ist. Durch Hinzunahme des Phasenwinkels Φ des Empfangsimpulses E kann die so vorläufig grob ermittelte Laufzeit bzw. Wegstrecke auf den exakten Wert korrigiert werden. Bedingt durch den erwähnten zugelassenen Fehler muß jedoch nach Ermittlung des ganzzahligen Anteils k zwischen folgenden Fällen unterschieden werden:

für

$$-\lambda_T/4 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/4$$

gilt $k = g$,
für

$$\lambda_T/4 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/2$$

gilt $k = g - 1$,
für

$$-\lambda_T/2 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq -\lambda_T/4$$

gilt $k = g + 1$, wobei x_v die grob ermittelte Entfernung und g der ganzzahlige Anteil von Wellenlängen λ_T innerhalb der grob ermittelten Entfernung x_v ist.

Die exakte Entfernung x_G errechnet sich demnach aus

$$x_G = 1/2 \cdot (k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ).$$

Für die exakte Laufzeitbestimmung ist λ_T durch $1/f_T$ zu ersetzen.

Auf diese Weise kann für jeden Punkt des Empfangsimpulses E die Laufzeit bzw. Entfernung zum Null-Punkt durch Ausnutzung der im Trägerfrequenzsignal befindlichen Phaseninformation exakt bestimmt werden. Hierbei ist die Messung nicht auf die lokalen Maxima M_1 bis M_7 beschränkt. Bei anderer Definition des Phasenwinkels können dies auch beispielsweise alle Null-Durchgänge mit positiver Steigung oder eine andere Gruppe von

markanten Punkten innerhalb des Empfangsimpulses sein. Wesentlich ist lediglich, daß der entsprechende Punkt in etwa, insbesondere bis auf $\pm \lambda/4$ bzw. $\pm 0,25/f_T$ genau bestimmt werden kann. Ist dies der Fall, so hängt die Genauigkeit des Meßverfahrens lediglich noch von der Phasenmessung ab.

Obwohl der Phasenwinkel des betreffenden Punktes auf unterschiedlichste Weise bestimmt werden kann, hat es sich als vorteilhaft erwiesen, den Phasenwinkel über die gesamte Impulslänge hinweg zu messen und auszumitteln, so daß die Meßgenauigkeit der Phasenmessung erhöht wird. Wird beispielsweise ein Phasenmeßfehler von $\pm 10^\circ$ angenommen, so ergibt sich hieraus ein Meßfehler für die Entfernung bei einer Füllstandmessung von $\pm 1/72 \cdot \lambda_T$.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeit- bzw. Entfernungsbestimmung zwischen einem festen Null-Punkt und einem Empfangsimpuls ist dort sinnvoll, wo zwischen dem Null-Punkt und der Phasenlage eines Sendeimpulses ein bekannter Zusammenhang herrscht. Ist dieser Zusammenhang nicht bekannt, so kann durch Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens sowohl auf Sende- als auch auf Empfangsimpuls und Ermittlung der Differenz zwischen der Laufzeit bzw. dem Entfernungswert des Sendeimpulses und der Laufzeit bzw. dem Entfernungswert des Empfangsimpulses deren Laufzeitunterschied bzw. deren Abstand ermittelt werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren wird im folgenden anhand eines konkreten Ausführungsbeispiels im Zusammenhang mit einer in Fig. 2 gezeigten Schaltungsanordnung und den dazugehörenden Signalverläufen in Fig. 3 erläutert.

Die Schaltungsanordnung von Fig. 2 ist beispielsweise Bestandteil einer Füllstandmeßeinrichtung. Die Schaltungsanordnung weist eine Sende- und Empfangseinrichtung 1 zum Aussenden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz f_T pulsmodulierten Impulsen auf. Die Sende- und Empfangseinrichtung 1 ist mit einem Kopplungselement 2 in Verbindung, das einerseits zur Ankopplung des elektrischen Sendeimpulses an die Meßstrecke und Umwandlung in eine elektromagnetische Welle dient und andererseits nach Reflexion der abgesandten Welle an einem Reflektor 3, beispielsweise eine Füllgutoberfläche in einem Behälter, zur Rückwandlung der empfangenen elektromagnetischen Welle in ein elektrisches Signal und damit einen Empfangsimpuls vorgesehen ist. An einem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 ist somit zunächst ein Sendeimpuls und anschließend ein Empfangsimpuls abgreifbar, die sich hinsichtlich ihrer Trägerfrequenz f_T gleichen. Allerdings ist aufgrund der Dämpfung der Übertragungsstrecke der Empfangsimpuls E in seiner Amplitude gedämpft. In der Sende- und Empfangseinrichtung 1 können zusätzlich Einrichtungen vorgesehen sein, um den Sende- und/oder Empfangsimpuls zu verstärken und gegebenenfalls zu filtern.

Ein Beispiel für einen von der Sende- und Empfangseinrichtung 1 ausgesendeten Sendeimpuls und empfangenen Empfangsimpuls ist in Fig. 3 im Zeitdiagramm a dargestellt. Der Sendeimpuls ist mit dem Bezugszeichen S und der Empfangsimpuls mit dem Bezugszeichen E bezeichnet. Wie deutlich zu erkennen ist, besitzen der Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E die gleiche pulsmodierte Trägerfrequenz f_T , wobei der Empfangsimpuls E aufgrund der Übertragungsstrecke eine geringere Amplitude aufweist. Die Laufzeit von Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E ist durch den zeitlichen Abstand ihrer beiden Maximalwerte MS und ME bestimmt. Mit der im weiteren noch zu beschreibenden Schaltungsanordnung kann durch Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens die Laufzeit t und damit die Entfernung x zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E exakt bestimmt werden.

Hierfür weist die in Fig. 2 dargestellte Anordnung eine Oszillatoreinrichtung 26 auf, die ein Oszillatorausgangssignal mit einer Oszillatorfrequenz f_0 zur Verfügung stellt. Das Oszillatorausgangssignal wird einem ersten Teiler 27 zugeführt, der das Oszillatorausgangssignal durch einen Faktor N dividiert, so daß am Ausgang des Teilers 27 ein Signal mit einer Frequenz f_s zur Verfügung steht, das einen Meßzyklus bestimmt. Darüber hinaus gelangt das Oszillatorausgangssignal an eine weitere Teilerstufe 28, die das Oszillatorausgangssignal durch einen Faktor P dividiert. Am Ausgang der Teilerstufe 28 ist das Trägerfrequenzsignal für die Impulsaussendung in der Sende- und Empfangseinrichtung abgreifbar. Das Trägerfrequenzsignal weist die Trägerfrequenz f_T auf, die um ein Vielfaches größer als die Frequenz f_s ist. Die Ausgänge beider Teilerstufen 27 und 28 sind mit der Sende- und Empfangseinrichtung 1 in Verbindung.

Zur ungefähren Vorbestimmung der Laufzeit t bzw. Entfernung x zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E und anschließender Korrekturwertermittlung verfügt die Schaltungsanordnung in Fig. 2 über eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 und einen Quadraturdemodulator 20, die jeweils eingangsseitig mit dem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 verbunden sind.

Die Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 dient zum Bestimmen der Hüllkurven H des Sende- und Empfangsimpulses S, E. Hierfür weist die Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 eingangsseitig eine Gleichrichteranordnung 6, beispielsweise einen Zweiweggleichrichter, mit nachgeschaltetem Tiefpaß 7 auf. Der Ausgang des Tiefpasses 7 ist mit einem Komparator 8 in Verbindung, der einen einstellbaren Schwellwert aufweist. An den Ausgang dieses Komparators 8 ist der Taktanschluß eines JK-Flip-Flops 9 geschaltet, dessen Q-Ausgangsanschluß q mit dem Eingang eines Binärzählers 12 in Verbindung steht. Der Ausgang des Komparators 8 ist darüber hinaus über einen Inverter 11 mit einem Taktanschluß eines weiteren JK-Flip-Flops 10 in Verbindung, dessen Q-Anschluß q mit einem weiteren Binärzähler 13 in Verbindung steht. Die beiden Binärzähler 12, 13 weisen jeweils einen Reset-Anschluß R und einen Taktanschluß T auf. Die Reset-Anschlüsse R sind mit dem Ausgang der Teilerstufe 27 in Verbindung, während die Taktanschlüsse T an den Ausgang der Oszillatoreinrichtung 26 angeschlossen sind.

Die Ausgangsanschlüsse 32, 33 der beiden Binärzähler 12, 13 sind mit einer Auswerteschaltung 14 in Verbindung. Diese Auswerteschaltung 14 erzeugt aus den in der Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 ermittelten Maxima MS, ME des Sendeimpulses S und Empfangsimpulses E ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit bzw. Entfernung zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E. Hierfür weist die Auswerteschaltung 14 einen Mikrocomputer 15 auf. Der Mikrocomputer 15 ermittelt auch den für die exakte Laufzeit bzw. exakte Entfernung berücksichtigenden Korrekturwert der vorläufigen ungefähren Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung. Die

Auswerteschaltung 14 verfügt noch über zwei Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19, deren Ausgangsanschlüsse mit jeweils einem Speicher 16, 17 in Verbindung sind. Die Speicher 16, 17 sind mit dem Mikrocomputer 15 in Verbindung. Die Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19 sind jeweils mit einem Ausgangsanschluß 30, 31 des Quadraturdemodulators 20 in Verbindung.

Der Quadraturdemodulator 20 ist in an sich bekannter Weise aufgebaut. Der Quadraturdemodulator 20 weist einen ersten Multiplizierer 21 und einen zweiten Multiplizierer 22 auf, deren erster Eingangsanschluß jeweils mit dem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 verbunden ist. Die zweiten Signaleingänge der beiden Multiplizierer 21 und 22 sind mit dem Ausgangsanschluß der Teilerstufe 28 in Verbindung, wobei vor den zweiten Eingang des zweiten Multiplizierers 22 noch eine Phasenschiebeeinrichtung 25 angeordnet ist, die das Ausgangssignal der Teilerstufe 28 um -90° phasenverschiebt. Die Ausgänge der beiden Multiplizierer 21 und 22 sind jeweils über einen Tiefpaß 23, 24 mit einem Ausgangsanschluß 31, 30 des Quadraturdemodulators 20 in Verbindung.

Das Eingangssignal am zweiten Eingang des ersten Multiplizierers 21 ist mit dem Bezugszeichen u und das hierzu um -90° phasenverschobene Eingangssignal am zweiten Eingang des zweiten Multiplizierers 22 anstehende Signal mit v bezeichnet. Das 0° -Ausgangssignal am Ausgangsanschluß 31 des Quadraturdemodulators 20 ist mit Q und das 90° -Ausgangssignal am Ausgangsanschluß 30 mit I bezeichnet.

Die Funktionsweise der in Fig. 2 dargestellten Schaltungsanordnung wird anhand der Signalverläufe a bis k in Fig. 3 deutlich. Die in Fig. 3 dargestellten Signalverläufe a bis k sind in Fig. 2 an den auftretenden Stellen markiert.

Wie bereits ausgeführt, stellt der Signalverlauf a den Sendeimpuls S und den hierzu im zeitlichen Abstand auftretenden Empfangsimpuls E dar. Die Sende- und Empfangseinrichtung 1 wird durch eine Flanke des am Ausgang des Teilers 27 anstehenden Signales mit der Frequenz f_s am Kopplungselement 2 getriggert (vgl. b in Fig. 3). Zur vorläufigen groben Ermittlung der Laufzeit bzw. Wegstrecke dient die Hüllkurvenauswerteschaltung 5.

Durch Gleichrichtung und Tiefpaßfilterung des am Signalausgang 4 anstehenden Signales ist am Ausgang des Tiefpasses 7 der Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 das im Signalverlauf c von Fig. 3 dargestellte Signal abgreifbar, das von den hochfrequenten Anteilen des Trägersignales befreit ist. Im Komparator 8 ist der im Signalverlauf c strichliert angegebene Schwellwert SW eingestellt. Diese Detektionsschwelle SW kann fest vorgegeben oder über die Steuer- und Auswerteschaltung 14 einstellbar sein. Am Ausgang des Komparators 8 ist ein Rechtecksignal abgreifbar, dessen ansteigende Flanken vom Überschreiten und dessen abfallende Flanken vom Unterschreiten der Detektionsschwelle SW des am Ausgang des Tiefpasses 7 anstehenden Signales bestimmt sind.

Die steigenden Flanken dieses Rechtecksignals im Signalverlauf d triggern das JK-Flip-Flop 9, das zuvor ebenso wie das JK-Flip-Flop 10 und die Binärzähler 12 und 13 durch die ansteigende Flanke des Signales f_s zu Beginn der Impulsaussendung rückgesetzt wurde. Das JK-Flip-Flop 9 gibt bei der ersten ansteigenden Flanke des Rechtecksignals im Signalverlauf d an seinem Eingang den Binärzähler 12 frei und stoppt ihn bei der nächsten ansteigenden Flanke, wie im Signalverlaufe zu erkennen ist. Das JK-Flip-Flop 10 und der Binärzähler 13 arbeiten in analoger Weise, wobei durch das Vorsehen des Inverters 11 am Takteingang des JK-Flip-Flops 10 jetzt nicht die ansteigenden Flanken des Rechtecksignals, sondern dessen abfallenden Flanken maßgebend sind.

Wie in Fig. 3 darüber hinaus an den Signalverläufen e und f zu erkennen ist, ist der Zähltakt ein Vielfaches größer als die Trägerfrequenz f_r . Der Zähltakt entspricht nämlich der Frequenz des Oszillatorausgangssignales und damit der Oszillatorfrequenz f_0 .

Am Ende eines Meßzyklusses, der durch die abfallende Flanke des Signalverlaufes b bestimmt ist, enthält der Binärzähler 12 somit eine Zahl Z1, die ein Maß für den Abstand zwischen der Vorderflanke des Sendeimpulses S und der Vorderflanke des Empfangsimpulses E ist. In ähnlicher Weise enthält der Binärzähler 13 eine Zahl Z2, die ein Maß für den Abstand der hinteren Flanke des Sendeimpulses S und der hinteren Flanke des Empfangsimpulses E ist. Da die Amplituden von Sende- und Empfangsimpuls S, E meist unterschiedlich sind, sind die Zählerstände in den Binärzählern 12, 13 und damit die dort gespeicherten Zahlen Z1 und Z2 nicht gleich. Der Mikrocomputer 15 in der Steuer- und Auswerteschaltung 14 bildet aus diesen beiden Zählerständen einen Mittelwert, der als Maß für den Abstand des Maximalwertes MS des Sendeimpulses S und des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses E anzusehen ist. Damit ist die vorläufig grobe Ermittlung der Wegstrecke bzw. Laufzeit zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E durchgeführt. Die vorläufige grobe Ermittlung der Wegstrecke xv zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E ergibt sich aus folgender Formel:

$$xv = 1/2(Z1 + Z2) \cdot 1/f_0 \cdot v \cdot 1/2,$$

wobei v die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle bezeichnet.

Zur exakten Laufzeit- bzw. Entfernungsbestimmung wird mit der in Fig. 2 dargestellten Schaltungsanordnung noch der Phasenwinkel des Sendeimpulses S und Empfangsimpulses E ermittelt. Hierzu dient der Quadraturdemodulator 20. Im Quadraturdemodulator 20 wird der Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E mit den Signalen u bzw. v multipliziert und anschließend tiefpaßgefiltert. Die Signale u und v weisen die gleiche Frequenz wie das Trägersignal des Sendeimpulses S und Empfangsimpulses E auf. Diese Frequenz ist die Trägerfrequenz f_r . Wie anhand der Signalverläufe g und h in Fig. 3 zu sehen ist, sind die Signale u und v Rechtecksignale mit der Trägerfrequenz f_r , wobei das Signal v wegen der Phasenschiebeanordnung 25 zum Signal u um -90° phasenverschoben ist. In den beiden Kanälen des Quadraturdemodulators 20 werden der Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E durch Mischung bzw. Multiplizieren mit den Signalen u bzw. v in die Zwischenfrequenzlage Null umgesetzt. Die Tiefpässe 23 und 24 hinter den beiden Multiplizierern 21, 22 unterdrücken die beim Multiplizieren entstehenden hohen Frequenzanteile, so daß für die Dauer der Impulse an den Ausgängen der beiden

Tiefpässe 23, 24 eine Gleichspannung ansteht, deren Amplitude nur noch von der Phasenverschiebung zwischen dem entsprechenden Sendeimpuls S bzw. Empfangsimpuls E und dem Signal u bzw. v abhängt.

Die zu dem in Fig. 3 gezeigten Sende- und Empfangsimpuls S, E gehörenden Ausgangssignale an den Anschlüssen 30 und 31 des Quadraturdemodulators 20 sind anhand der Signalverläufe i und k in Fig. 3 gezeigt. Die Ausgangssignale Q und I des Quadraturdemodulators 20 lassen sich wie folgt berechnen:

$$I = a \cdot \cos \alpha$$

$$Q = a \cdot \sin \alpha$$

Durch entsprechende Auswahl der Signale u und v in bezug zum Null-Punkt wird erreicht, daß der angezeigte Phasenwinkel α gleich dem oben beschriebenen Phasenwinkel des Sendeimpulses S bzw. Empfangsimpulses E ist. Die Proportionalitätskonstante a hängt dabei von den Parametern der praktischen Realisierung ab und ist meist unbekannt. Durch Division läßt sie sich jedoch eliminieren, da gilt

$$\frac{Q}{I} = \frac{a \cdot \sin \alpha}{a \cdot \cos \alpha} = \tan \alpha = \tan \Phi.$$

Diese Beziehung kann durch die Steuer- und Auswerteschaltung 14 genutzt werden. In den Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19 werden die analogen Ausgangssignale I und Q des Quadraturdemodulators 20 digitalgewandelt und in den nachfolgenden Speichern 16, 17 abgelegt. In den Signalverläufen i und k von Fig. 3 bezeichnen QS bzw. QE die 0°-Ausgangssignale des Quadraturdemodulators 20 bei eingangsseitig angelegtem Sendeimpuls S bzw. Empfangsimpuls E. Die entsprechenden 90°-Ausgangssignale IE bzw. QE des Quadraturdemodulators 20 bei eingangsseitig angelegtem Sendeimpuls S bzw. Empfangsimpuls E. Der Mikrocomputer 15 kann durch Division und Arcustangens-Bildung die jeweils gesuchten Phasenwinkel Φ für den Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E ermitteln. Dabei kann die Zweideutigkeit des Arcustangens zwischen 0° und 360° durch Einbeziehung der Vorzeichen der Signale I und Q umgangen werden. Im Ausführungsbeispiel von Fig. 3 ergibt sich für den Phasenwinkel Φ_S des Sendeimpulses S $\Phi_S = 180^\circ$ und für den Phasenwinkel Φ_E des Empfangsimpulses E $\Phi_E = 90^\circ$.

Die so ermittelten Phasenwinkel Φ_S und Φ_E ergeben durch Differenzbildung deren gegenseitige Phasenverschiebung Φ_G .

$$\Phi_G = \Phi_E - \Phi_S = 270^\circ.$$

Für die exakte Weglänge zwischen Sende- und Empfangsimpuls S, E gilt folglich:

$$x_G = 1/2 (k \cdot \lambda_T + \Phi_G \cdot \lambda_T / 360^\circ),$$

wobei k nach der oben stehenden Fallunterscheidung ermittelt ist.

Somit ist gezeigt, daß mit der vorgestellten Schaltungsanordnung eine hochgenaue Laufzeit- und Entfernungsmessung möglich ist, bei welcher zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit bzw. Wegstrecke berücksichtigender Korrekturwert ermittelt wird. Für den Korrekturwert werden der Phasenwinkel des oder der Impulse gemessen und der Korrekturwert aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz bzw. Trägerwellenlänge ermittelt. Durch die Anwendung der Quadraturdemodulation zur Phasenwinkelbestimmung wird darüber hinaus gewährleistet, daß der Phasenwinkel des Impulses über die gesamte Impulslänge hinweg gemessen und somit ausgemittelt wird. Hierdurch wird eine hochgenaue Messung möglich.

50 Bezugszeichenliste

- 1 Sende- und Empfangseinrichtung
- 2 Kopplungselement
- 3 Reflektor
- 4 Signalausgang
- 5 Hüllkurvenauswerteeinrichtung
- 6 Gleichrichteranordnung
- 7 Tiefpaß
- 8 Komparator
- 9 JK-Flip-Flop
- 10 JK-Flip-Flop
- 11 Inverter
- 12 Zähler
- 13 Zähler
- 14 Steuer- und Auswerteschaltung
- 15 Mikrocomputer
- 16 Speicher
- 17 Speicher

18 A/D-Wandlerstufe	
19 A/D-Wandlerstufe	
20 Quadraturdemodulator	
21 erster Multiplizierer	
22 zweiter Multiplizierer	5
23 Tiefpaßeinrichtung	
24 Tiefpaßeinrichtung	
25 Phasenschiebeanordnung	
26 Oszillatoreinrichtung	
27 Teilerstufe	10
28 Teilerstufe	
30 Ausgang	
31 Ausgang	
32 Ausgangsanschluß	
33 Ausgangsanschluß	15
t1 Zeitspanne	
t Zeit	
Z1 erster Zählerstand	
Z2 zweiter Zählerstand	
K Korrekturwert	20
E Empfangsimpuls	
QE 0°-Ausgangssignal des Empfangsimpulses	
QS 0°-Ausgangssignal des Sendeimpulses	
IE 90°-Ausgangssignal des Empfangsimpulses	
IS 90°-Ausgangssignal des Sendeimpulses	25
H Hüllkurve	
I 90°-Ausgangssignal	
M Maximum	
N Faktor	
Q 0°-Ausgangssignal	30
P Faktor	
S Sendeimpuls	
R Resetanschluß	
T Taktanschluß	
SW Schwellenwert	35
f _T Trägerfrequenz	
f _s Frequenz	
f _o Oszillatorfrequenz	
q Q-Anschluß	
u Signal	40
v Signal	
x, x1 Wegstrecke	
λ _T Wellenlänge	
Φ _E Phasenwinkel	
Φ _S Phasenwinkel	45
Φ Phasenwinkel	

Patentansprüche

1. Verfahren zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem mit einem Trägersignal, das eine Trägerfrequenz (f_T) aufweist, pulsmodulierten Impuls (E), bei welchem zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert (K) ermittelt wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenwinkel (Φ) des Impulses (E) gemessen und der Korrekturwert (K) aus einem durch den Phasenwinkel (Φ) bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz (f_T) ermittelt wird. 50
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der vorgegebene Zeitpunkt durch einen vorangegangenen und mit dem gleichen Trägersignal pulsmodulierten Impuls (S) bestimmt ist, daß die Phasenwinkel (Φ_S , Φ_E) beider Impulse (S, E) bestimmt werden, daß aus den beiden Phasenwinkeln (Φ_S , Φ_E) ein Phasendifferenzwinkel ($\Phi_S - \Phi_E$) gebildet wird, und daß der Korrekturwert (K) aus einem durch den Phasendifferenzwinkel ($\Phi_S - \Phi_E$) bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz (f_T) ermittelt wird. 55
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenwinkel (Φ_S , Φ_E) eines Impulses (S, E) über die gesamte Impulslänge hinweg gemessen und ausgemittelt wird. 60
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Laufzeit zunächst auf $\pm 4/f_T$ genau vorbestimmt wird.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Laufzeit zunächst anhand einer Hüllkurvendetektion des oder der Impulse (S, E) in etwa vorbestimmt wird. 65
6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß für die Hüllkurvendetektion eine digitale Maximasuche des Impulses (S, E) durchgeführt wird, indem der Impuls (S, E) einer Quadraturdemodulation

unterzogen und das Maximum (MS, ME) durch die Summe der Quadrate des 0°-Ausgangssignales (Q) und 90°-Ausgangssignales (I) der Quadraturdemodulation bestimmt wird.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß ein Impuls (S, E) zur Bestimmung seines Phasenwinkels (Φ_S , Φ_E) einer Quadraturdemodulation mit anschließender Tiefpaßfilterung unterzogen wird, wobei für die Quadraturdemodulation Referenzträgersignale gewählt werden, die die Trägerfrequenz (f_T) aufweisen, und daß der Phasenwinkel (Φ_S , Φ_E) aus einer Arcustangens-Bildung des Quotienten des bei der Quadraturdemodulation und Tiefpaßfilterung entstehenden 0°-Ausgangssignales (Q) und 90°-Ausgangssignales (I) bestimmt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß aus einer gemeinsamen Oszillatoreinrichtung (26) durch Teilung sowohl das Trägersignal mit der Trägerfrequenz (f_T) des Impulses (E) oder der Impulse (S, E) als auch die Referenzträgersignale für die Quadraturdemodulation abgeleitet werden.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß in mehreren aufeinanderfolgenden Meßzyklen die durch die Quadraturdemodulation gebildeten 0°-Ausgangssignale (Q) untereinander sowie die 90°-Ausgangssignale (I) untereinander schargemittelt werden und nachfolgend die Hüllkurvenbildung nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

durchgeführt wird, wobei für die Hüllkurvenbildung die gemittelten Werte des 0°-Ausgangssignals (Q) und des 90°-Ausgangssignals (I) herangezogen werden.

10. Verwendung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 9 zur Entfernungsmessung, insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern, wobei der vorangegangene Impuls (S) ein in den Behälter gesendeter Sendeimpuls und der weitere Impuls (E) ein Echoimpuls ist und die ermittelte Laufzeit zwischen den beiden Impulsen (S, E) zur Entfernungsbestimmung mit einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit multipliziert wird.

11. Verwendung nach Anspruch 10, bei welchem mindestens ein Störschallsignal mit Amplituden-, Entfernung- und Phasenwerten abgespeichert wird und aus dem empfangenen Echoimpuls mit detektierten Hüllkurvenwerten und Phasenwinkel (Φ_E) ein Nutzechoimpuls rekonstruiert wird.

12. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 10, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

- eine Sende- und Empfangseinrichtung (1) zum Aussenden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz (f_T) pulsmodulierten Impulsen;
- einer Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) zum Bestimmen der Hüllkurven (H) der Impulse (S, E);
- einen Quadraturdemodulator (20), um aus den Impulsen (S, E) jeweils ein 0°-Ausgangssignal (Q) oder 90°-Ausgangssignal (I) zu erzeugen, wobei der Quadraturdemodulator (20) mit die Trägerfrequenz (f_T) aufweisenden Referenzträgersignalen betreibbar ist;
- eine Auswerteschaltung (14), um aus den Maxima (MS, ME) der Hüllkurven (H) beider Impulse (S, E) ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit zwischen den beiden Impulsen (S, E) zu erzeugen und um aus den 0°-Ausgangssignalen (Q) und 90°-Ausgangssignalen (I) den Korrekturwert (K) für die Laufzeit zu bilden.

13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswerteschaltung (14) eine Einrichtung aufweist, um aus der ermittelbaren Laufzeit unter Berücksichtigung einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Impulse (S, E) eine Entfernung zwischen den beiden Impulsen (S, E) zu errechnen.

14. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, daß eine Oszillatoreinrichtung (26) vorgesehen ist, die gegebenenfalls über Teilerstufen (27, 28) mit der Sende- und Empfangseinrichtung (1) und dem Quadraturdemodulator (20) verbunden ist.

15. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß der Quadraturdemodulator (20) ausgangsseitig mit jeweils einer Tiefpaßeinrichtung (23, 24) versehen ist.

16. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswerteschaltung (14) einen Mikrocomputer (15) aufweist, daß der Mikrocomputer (15) mit der Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) und mit einer Speichereinrichtung (16, 17) verbunden ist, und daß zwischen die Speichereinrichtung (16, 17) und den Quadraturdemodulator (20) eine Analog-Digital-Wandlereinrichtung (18, 19) geschaltet ist.

17. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) eingangsseitig eine Gleichrichteranordnung (6) mit nachgeschaltetem Tiefpaß (7) und Komparator (8) aufweist, daß an den Ausgang des Komparators (8) zwei Flip-Flops (9, 10) mit jeweils nachfolgendem Zähler (12, 13) geschaltet sind, wobei vor einem dieser beiden Flip-Flops (9, 10) ein Inverter (11) angeordnet ist und die Ausgangsanschlüsse (32, 33) der Zähler (12, 13) mit der Auswerteschaltung (14) verbunden sind.

18. Schaltungsanordnung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß die Flip-Flops (9, 10) JK-Flip-Flops sind, wobei ein Taktanschluß eines ersten Flip-Flops (9) mit dem Komparator (8) direkt und ein Taktanschluß des zweiten Flip-Flops (10) über den Inverter (11) mit dem Komparator (8) verbunden ist und Q-Ausgangsanschlüsse (q) der JK-Flip-Flops (9, 10) jeweils an einen der Zähler (12, 13) angeschlossen sind.

19. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) Bestandteil der Auswerteschaltung (14) ist und die Hüllkurvenwerte innerhalb

aus den in der Speichereinrichtung (16, 17) der Auswerteschaltung (14) gespeicherten 0°- und 90°-Ausgangssignalwerten (I, Q) mit Hilfe des Mikrocomputers (15) nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

errechnet werden.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

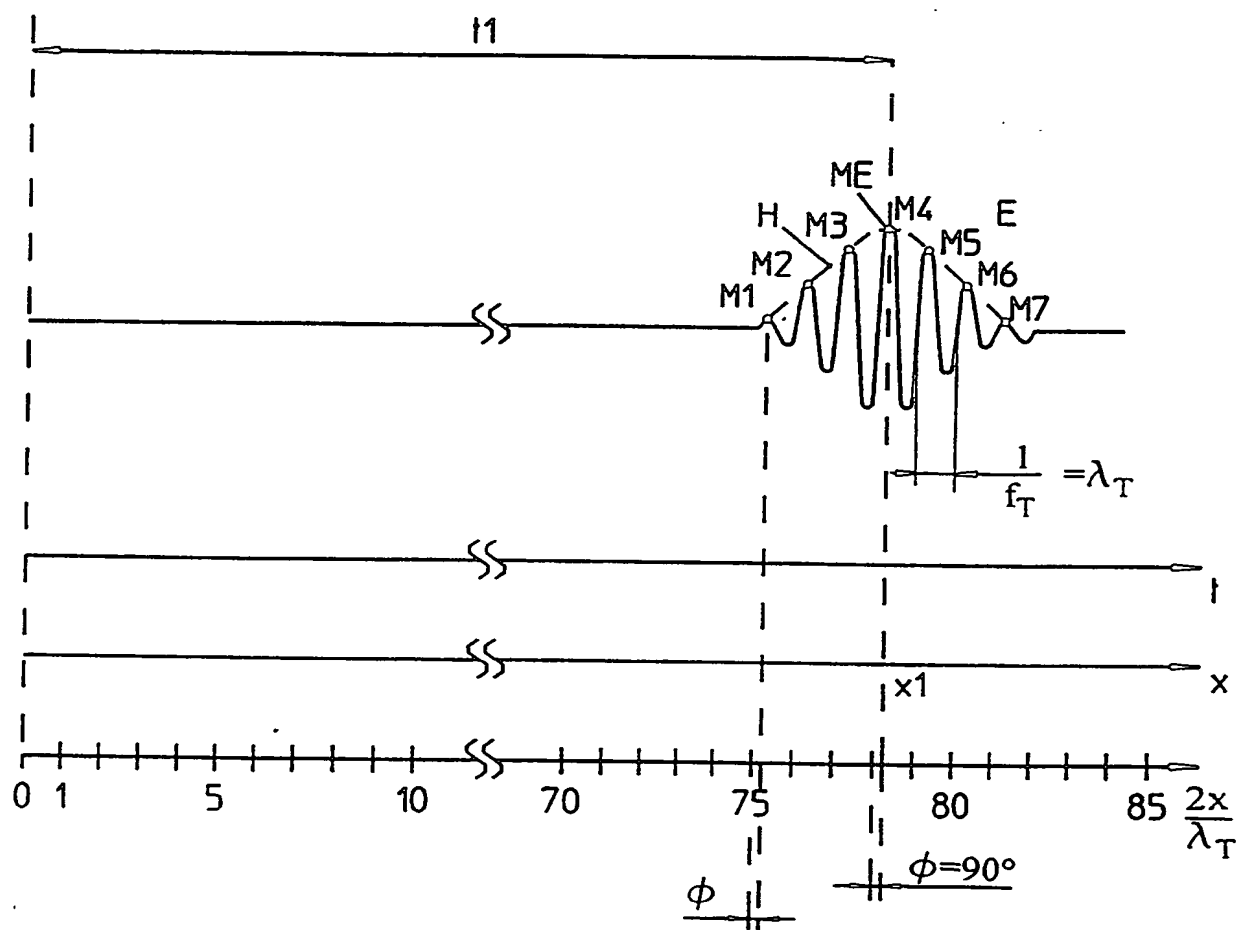


Fig. 1

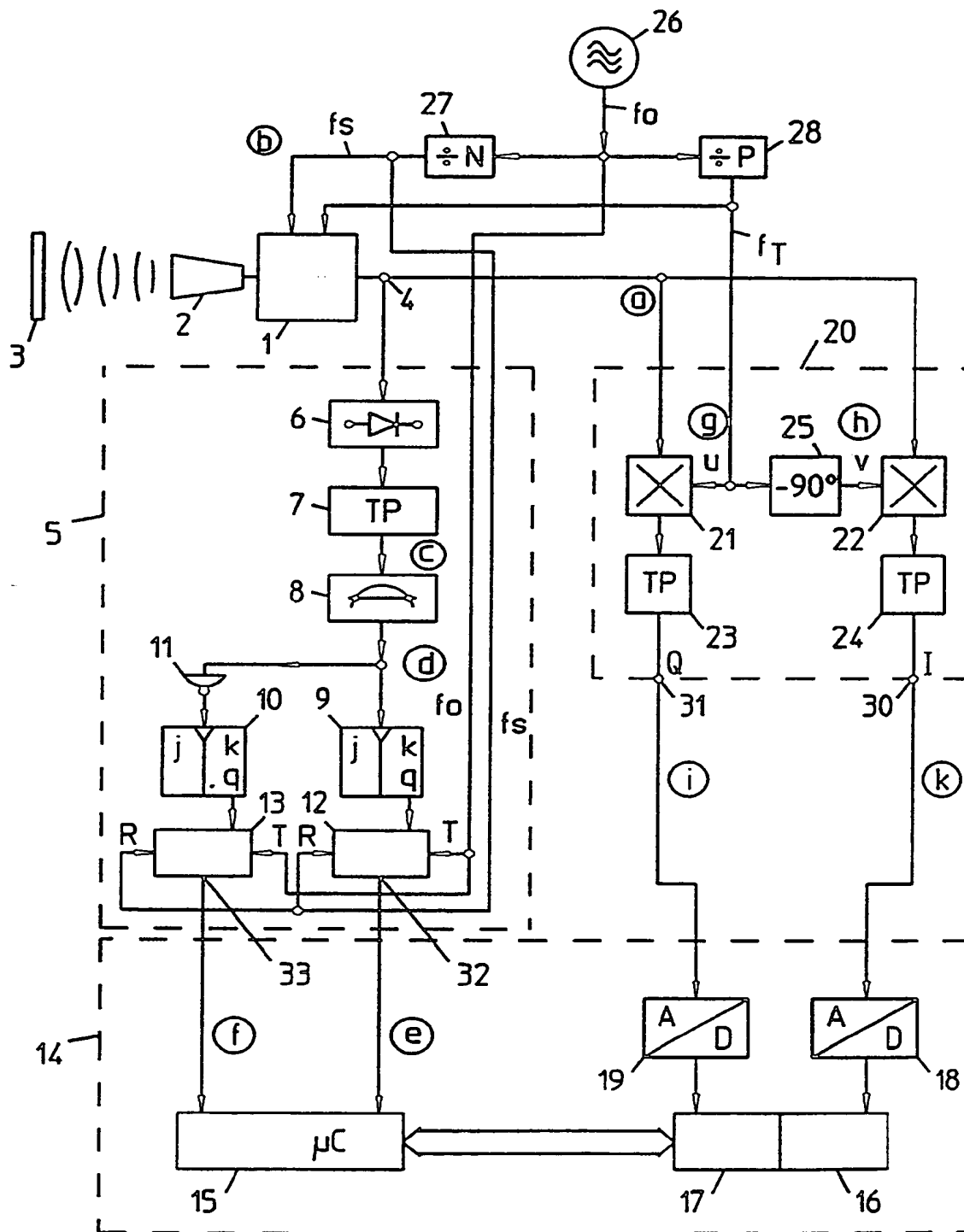


Fig. 2

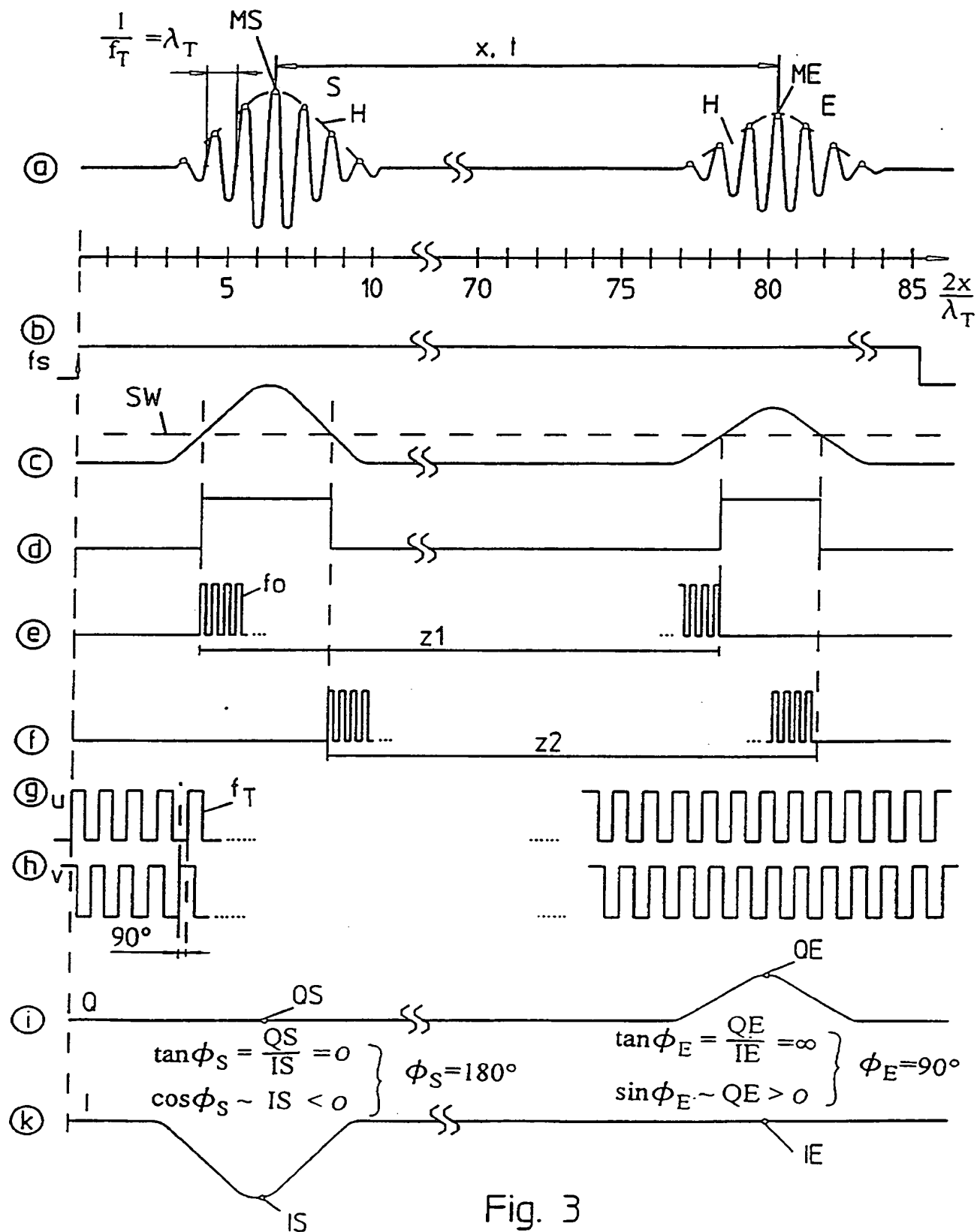


Fig. 3